

**Method and apparatus used to overcome multi-route interference in multi-carrier-wave digital modulation system****Publication number:** TW421928 (B)**Publication date:** 2001-02-11**Inventor(s):** YE JE-SHENG [TW]; LIN YIN-YI [TW]**Applicant(s):** NAT SCIENCE COUNCIL [TW]**Classification:****- international:** *H04B1/00*; H04B1/00; (IPC1-7): H04B1/00**- European:****Application number:** TW19990101422 19990129**Priority number(s):** TW19990101422 19990129**Abstract of TW 421928 (B)**

This invention is about method and apparatus for overcoming multi-route interference, and is used in multi-carrier digital modulation system, in which the time domain delay in the multi-carrier digital modulation system is converted into the frequency domain and is changed into another adhering carrier signal. The carrier frequency is proportional to the time delay length generated by multi-route interference. Based on this relationship, the time delay length can be accurately obtained and can be quickly detected in real time. The intensity of ghost-shadow signal at time domain can be calculated from the time delay length. Through the time delay length and the intensity of the ghost-shadow signal, a resist signal is made to effectively eliminate the signal fading phenomena caused by multi-route interference.

.....  
Data supplied from the *esp@cenet* database — Worldwide

# 公告本

申請日期	88-01-29
案 號	88101422
Int. Cl. <sup>6</sup>	H04B 1/00

A4  
C4

421928

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	應用於多載波數位調變系統中克服多路徑干擾之方法與裝置
	英 文	
二、發明 創作人	姓 名	1. 葉哲勝 2. 林銀議
	國 籍	中華民國
	住、居所	1. 台北市內湖區江南街71巷18號5F 2. 中壢市五權里38號中央大學電機系
三、申請人	姓 名 (名稱)	行政院國家科學委員會
	國 籍	中華民國
	住、居所 (事務所)	台北市和平東路二段106號18樓
	代 表 人 姓 名	黃鎮台

裝

訂

線

## 四、中文發明摘要(發明之名稱：)

應用於多載波數位調變系統中克服多路徑干擾之方法與裝置

本案係為一種克服多路徑干擾之方法與裝置，應用於一多載波數位調變系統中，其係利用多載波數位調變系統中時域上之延遲轉換到頻域上將變成令另一附加載波信號，而載波頻率與因多路徑干擾所產生之時間延遲長度成正比，藉此關係可精確地求出可快速地即時偵測出時間延遲長度，再由時間延遲長度計算出時域上鬼影信號之強度，而經由鬼影信號之時間延遲長度與強度來製造出一反制信號，以有效消除因多路徑干擾所造成之信號衰落現象。

## 英文發明摘要(發明之名稱：)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

## 五、發明說明( / )

### 發明領域

本案係為一種克服多路徑干擾之方法與裝置，尤指應用於多載波數位調變系統中克服多路徑干擾之方法與裝置。

### 發明背景

請參見第一圖，其係為以一無線電磁波傳送信號之示意圖，其中由發射天線 11 所發射出之電磁波信號係傳送至固定於用戶住家或移動中交通工具上之接收天線 12 進行接收，而由於電磁波信號於傳送過程中因地形環境等因素造成反射或折射等現象，進而產生所謂多路徑干擾之問題，而多路徑干擾將造成信號衰落(fading)現象，而於視訊系統上所呈現出之現象係為「鬼影」，其間由於與接收天線間相對位置固定之阻礙物所造成之多路徑干擾而產生之鬼影稱為「靜態鬼影」，而當接收器本身移動(例如：於移動中交通工具上進行接收)或是外在因素移動(例如：在機場或是高速公路附近)造成接收信號中鬼影的延遲長度與鬼影大小隨時間改變者，則稱為「動態鬼影」。

而在目前的音、視訊數位傳輸系統中，在單載波調變系統(例如正交振幅調變系統(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)或是殘留邊帶傳輸系統(Vestigial

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(2)

Sideband, VSB))方面,對於多路徑干擾造成的衰落現象皆採用以最小均方演算法(Least Mean Square algorithm, LMS)為主之適應性通道等化器,而最小均方演算法是利用橫向濾波器的接點輸入(tap input)、接點權數(tap weights)、估計誤差與成本函數作矩陣的疊代演算法(iterative algorithm)來求出權數向量。隨著時間調整權數向量、步進係數(step-size parameter)與成本函數對時間的梯度向量(gradient vector)經過數次的遞回運算求得最佳的權數向量,達到收斂的目的。

然而最小均方演算法(LMS)收斂的速度取決於下列三個因素:(a)如果選擇較大的步進係數,則收斂速度會加快,但也會造成較大的額外均方差。(b)如果接點權數的數目增加,則收斂速度將減慢。(c)當相關矩陣的特徵值相差很大時,則最小均方演算法的收斂速度會變慢。

故採用最小均方演算法的決定回授等化器對多路徑干擾有不錯等化功能,但有下列缺點:(a)當錯誤的決定被反饋回去時,由於回授延遲器的記憶,決定回授等化器會將這些錯誤循環的反應出來,由於錯誤傳遞(error propagation),可能會造成更多錯誤發生。當接點權數或回授的接點數目多時,將更為嚴重。(b)當系統處理動態衰落干擾時, LMS 相關矩陣特徵值相差很大,演算法收斂速度將會變得更為緩慢。

另外,於多載波調變系統中,除了於接收端上採用上

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(3)

述最小均方演算法(LMS)的預估器來完成等化之工作外，大多係使用保護期間(guard interval)技術與加入引導信號(Pilot Signal)來進行克服多路徑干擾所引起之雜訊。

舉例而言，目前歐規多載波調變系統所採用之正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing，簡稱 OFDM)通信系統中，其間傳輸信號經快速富利葉反轉換(IFFT)轉為時域信號後加上一保護區間(guard interval)之示意圖如第二圖所示。圖中所示之保護區間 $\Delta$ 必須大於通道脈衝反應(channel impulse response)時間 $h(t)$ ，如此才能確保傳輸信號經過通道後，在接收端的信號碼際干擾(Intersymbol Interference)落在保護區間 $\Delta$ 內，而碼內干擾(Intrasymbol Interference)落在 $T_s$ 內。

再請參見第三圖之所示，其係為因多路徑干擾所造成 OFDM 通信系統中調變星座圖產生變化之示意圖。在碼內干擾調變星座圖會因落衰而變小或放大與旋轉某個角度，不同通道產生不一樣變化。尤其對行動接收或同頻網間信號，調變星座圖將產生快速且巨大之變化。

另外，歐規之音、視訊數位傳輸系統中亦應用引導信號(Pilot Signal)配合等化器來處理碼內干擾問題，因此，在靜態鬼影表現非常傑出。但是，對動態鬼影處理表現較不理想。上述說明可參考(Y. Wu, B. Caron, B. Ledonx and M. Guillet "EVALUATION of COFDM FOR ATV TRANSMISSION OVER 6 Mhz

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(4)

CHANNELS" International Broadcasting Convention, 12-16 September 1996 Conference Publication No. 428, © IEE, 1996)。此篇內容是加拿大通信研究中心 (Communications Research Centre, Ottawa, Canada) 將歐規 HD-DIVINE and SINTEF DELAB 的 8MHz 編碼正交分頻多工系統(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 簡稱 COFDM)修正為 6MHz COFDM, 並於 1995 年 7 月在加拿大與美國 ATV 測試中心 (Advance Television Test Center) 進行實際工程測試, 並與美國 8-VSB 調變系統比較。

由該論文中表 10 主要傳輸性能比較可知, 編碼正交分頻多工系統(COFDM)在靜態鬼影以及 0.05Hz 以下動態鬼影比 8-VSB 系統表現良好, 但是, 0.05Hz 以上動態鬼影處理則不如 8-VSB 系統之表現。

現今歐規數位電視(Digital TV, DTV)/數位音訊廣播(Digital Audio Broadcasting, DAB)系統中校正多路徑干擾的方式是在快速富利葉轉換(FFT)後的頻域上處理, 利用接受到的兩種引導信號(Pilot signal)個別除以傳送端的兩種引導信號, 產生校正因子, 再將真正要傳輸符碼信號傳送信號除以該項校正因子。

現今歐規系統處理方式有兩項缺點:

<i> 須作大量除法, 運算量大。

<ii> 接收端在頻域上的引導信號大小與傳送數據信號相當, 易受雜訊或干擾, 造成校正誤差偏大, 鬼影等化

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(5)

效果較差，尤其是動態鬼影的處理，更是明顯。

故發展本案之主要目的係針對上述種種技術之缺點進行改進，不只針對靜態路徑干擾，更是針對動態衰落現象或是行動接收方面，進一步提出更為快速準確的克服多路徑干擾之方法。

### 發明概述

本案係為一種克服多路徑干擾之方法，其係應用於使用引導信號技術之一多載波數位調變-解調變系統上，一欲傳送資料經該多載波數位調變程序後傳送出去，該克服多路徑干擾方法包含下列步驟：(a)接收經多路徑干擾作用後所形成之一受干擾信號；(b)將該受干擾信號經一第一運算程序，處理分離成一受干擾引導信號與一受干擾欲傳送資料信號；(c)該受干擾引導信號中包含有因多路徑干擾所造成一引導鬼影信號，經過一第二運算程序，用以計算出該引導鬼影信號之弦波頻率與引導信號之載波頻率間之一比例，用以得致一延遲時間長度；(d)運用該延遲時間長度以確定該引導鬼影信號之位置後測出該引導鬼影信號之振幅強度後，除以該相對應引導信號之振幅強度以得致一鬼影振幅強度係數；(e)根據該延遲時間長度與該鬼影振幅強度係數而產生一反鬼影信號後混入該受干擾信號以消除其中因多路徑干擾所造成之該鬼影信號，用以得

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線



## 五、發明說明(6)

致一已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號；以及(f)將該已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號進行解調變動作，用以得回該欲傳送資料。

根據上述構想，克服多路徑干擾之方法所應用於使用引導信號技術之該多載波數位調變-解調變方法係為使用引導信號以及保護期間技術之一編碼正交分頻多工調變-解調變方法。

根據上述構想，克服多路徑干擾之方法中該第一運算程序包含下列步驟：(b1)將該受干擾信號去除其保護期間後進行一快速富利葉轉換，用以得致一受干擾符碼信號；以及(b2)以解多工方式，將該受干擾符碼信號分離為該受干擾引導信號與該受干擾欲傳送資料信號。

根據上述構想，克服多路徑干擾之方法中該第二運算程序係為：以載波頻率除以該鬼影信號之弦波頻率所得之值，做為該鬼影信號之該延遲時間長度。

本案之另一方面係為一種克服多路徑干擾裝置，其係應用於使用引導信號技術之一多載波數位調變-解調變系統之接收端，該接收端係用以接收經多路徑干擾作用後所形成之一受干擾信號並將其處理分離成一受干擾引導信號與一受干擾欲傳送資料信號，該克服多路徑干擾裝置包含：一鬼影信號延遲偵測器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統之接收端，其係用以計算出該受干擾引導信號中所包含之一引導鬼影信號之弦波頻率與引導信號之載

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(7)

波頻率間之一比例，用以得致一延遲時間長度；一鬼影信號振幅分析器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統接收端與該鬼影信號延遲偵測器，其係用以根據該受干擾信號與該延遲時間長度來分析出一鬼影振幅強度係數；以及一反制鬼影電路，電連接於該鬼影信號振幅分析器、該鬼影信號延遲偵測器以及該多載波數位調變解調變系統接收端，其係根據該延遲時間長度與該鬼影振幅強度係數來製造出一類似鬼影信號延遲時間長度與振幅之一信號，而以該信號與該受干擾信號相減而得致一已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號。

根據上述構想，克服多路徑干擾裝置中該鬼影信號延遲偵測器係包含：一濾波器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統之接收端，其係用以將該受干擾引導信號中所包含之該引導鬼影信號取出；一弦波數目偵測器，電連接於該濾波器，其係用以將組成該引導鬼影信號之弦波數目測出；以及一計算器，電連接於該弦波數目偵測器波數位調變-解調變系統之接收端，其係以下列關係式：弦波數目 = 延遲時間長度  $\times$  快速富利葉轉換次數，求出該延遲時間長度。

根據上述構想，克服多路徑干擾裝置中該鬼影信號振幅分析器包含：一第一信號強度偵測器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統接收端，其係用以偵測出該受干擾信號中所具之複數個引導信號之強度；一第一加法器，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(8)

電連接於該第一信號強度偵測器，其係用以將該第一信號強度偵測器所偵測出之該等引導信號強度進行累加，而得一第一累加值；一可變延遲元件，電連接於該計算器與該多載波數位調變-解調變系統接收端，其係根據該延遲時間長度，用以定出該受干擾信號中該引導鬼影信號之位置；一第二信號強度偵測器，電連接於該可變延遲元件，其係用以測量出已定下位置之該引導鬼影信號之強度大小；一第二加法器，電連接於該第二信號強度偵測器，其係用以將該第二信號強度偵測器所偵測出之該引導鬼影信號強度進行累加，而得一第二累加值；以及一除法器，電連接於該第一加法器與該第二加法器，其係用以進行該第二累加值與該第一累加值之相除，進而得致該鬼影振幅強度係數。

根據上述構想，克服多路徑干擾裝置中該反制鬼影電路係包含：一可調延遲元件，電連接於該計算器與該多載波數位調變解調變系統接收端，其係用以根據該延遲時間長度來製造出類似鬼影信號延遲時間長度之該信號；一可調乘法器，電連接於該除法器與該可調延遲元件，其係用以將類似鬼影信號延遲時間長度之該信號，再根據該鬼影振幅強度係數以製造出類似鬼影信號振幅之該信號；以及一混波器，電連接於該可調乘法器與該多載波數位調變解調變系統接收端，其係以該信號與該受干擾信號相減而得致一已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號後輸出。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(9)

### 簡單圖式說明

本案得藉由下列圖式及詳細說明，俾得一更深入之了解：

第一圖：其係為以一無線電磁波傳送信號之示意圖

第二圖：其係目前歐規多載波調變系統所採用之正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing，簡稱OFDM)通信系統中，其間傳輸信號經快速富利葉反轉換(IFFT)轉為時域信號後加上一保護區間(guard interval)之示意圖。

第三圖：其係為因多路徑干擾所造成OFDM通信系統中調變星座圖產生變化之示意圖。

第四圖：其係本案之較佳實施例運用於編碼正交分頻多工系統(COFDM)之裝置功能方塊示意圖。

第五圖：其係為引導信號經快速富利葉反轉換(IFFT)轉換累加後，在時域上(time domain)振幅增加數十倍之示意圖。

第六圖：其係為鬼影信號延遲偵測器與鬼影信號振幅分析器之內部功能方塊示意圖。

第七圖：其係反制鬼影電路之內部功能方塊示意圖。

本案圖式中所包含之各元件列示如下：

## 五、發明說明(10)

編碼器401	正交振幅調變映射器402
訊框附加器403	正交分頻多工調變器404
保護期間加入器405	昇頻裝置406
降頻裝置407	保護期間移除器408
快速富利葉轉換器409	信號分離器410
鬼影信號延遲偵測器411	鬼影信號振幅分析器412
反制鬼影電路413	保護期間移除器414
正交分頻多工解調變器415	訊框信號分離器416
正交振幅調變符碼限制器417	解碼器418
濾波器4111	弦波數目偵測器4112
計算器4113	第一信號強度偵測器4121
第一加法器4122	除法器4123
可變延遲元件4124	第二信號強度偵測器4125
第二加法器4126	可調延遲元件4131
可調乘法器4132	混波器4133

## 較佳實施例說明

本發明基本上是以歐規之多載波數位調變系統為基礎(含有保護期間(guard interval)、引導信號(Pilot Signal)及通道解碼(channel coding)等技術)來進行改良,藉以提高動態鬼影處理速度。主要之工作原理是在接收端,當所接收信號經降頻動作後,在進入快速富利葉轉換(FFT)作解調動作之前先經過一個鬼影偵測反制程

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(11)

序，用以去除通道中因多路徑干擾所造成之鬼影，降低衰落因素，只剩傳輸信號與雜訊再進入快速富利葉轉換(FFT)作解調，並由通道解碼(channel coding)更正雜訊造成的錯誤。

請參見第四圖，其係本案之較佳實施例運用於編碼正交分頻多工系統(COFDM)之裝置功能方塊示意圖，其中欲傳送之音／視訊信號經編碼器401及正交振幅調變映射器(QAM Mapper)402之處理後得致一QAM符號信號 $Z[n]$ ，而 $Z[n]$ 信號經訊框附加器(Frame Adapter)403混入引導信號(pilot signal)後得致一 $Z_p[n]$ 信號， $Z_p[n]$ 信號再經正交分頻多工調變器404(OFDM Modulator)進行快速富利葉反轉換(IFFT)而得致 $z_p[n+Nt]$ 信號，再經保護期間加入器405加入一保護期間(guard interval)後得致一 $z_g[n]$ 信號， $z_g[n]$ 信號再經昇頻裝置406轉換後發射出去，而於傳送途中因多路徑干擾(Multipath Channel)作用與一般雜訊之混入即造成一 $r_m[n]$ 信號。

當接收端接收到 $r_m[n]$ 信號後，經降頻裝置407將 $r_m[n]$ 信號降頻以及保護期間移除器408將 $r_m[n]$ 信號中之保護期間(guard interval)去除後而取得 $r_p[n]$ 信號，再將 $r_p[n]$ 經一快速富利葉轉換器409(FFT)處理後得 $R_p[n+Nt]$ 符碼信號後，以一信號分離器410將 $R_p[n+Nt]$ 符碼信號分離成引導波符碼信號 $P[n]$ (pilot symbol)與數據符碼信號 $R_D[n]$ (useful data symbol)，將其中 $P[n]$ 引導波符碼信號(pilot symbol)經一鬼影信號延遲偵測器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 12 )

411(ghost delay detector)運算處理後得致各鬼影之延遲時間長度  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ 。另外，鬼影信號振幅分析器 412(ghost Amplitude Analyzer)根據降頻裝置 407 所輸出之  $r_m[n]$ 信號與鬼影信號延遲偵測器 411(ghost delay detector)運算處理所得致之各鬼影之延遲時間長度  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ 來分析出各鬼影振幅強度係數  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ ，而反制鬼影電路 413(de-ghost processor)則根據偵測所得之延遲時間長度  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ 與鬼影振幅強度係數  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 等資訊，製造出類似各鬼影延遲時間長度與振幅之信號與降頻裝置 407 所輸出之  $r_m[n]$ 信號相減，進而把鬼影信號去除，如此所得致之信號再經保護期間移除器 414 去除該保護期間(guard interval)後，由正交分頻多工解調變器 415(OFDM Demodulator)進行快速富利葉轉換(FFT)後，再經訊框信號分離器 416(Frame demultiplexer)分離掉引導信號(pilot signal)後再經正交振幅調變符碼限制器 417(QAM symbol slicer)與解碼器 418(decoder)之處理後，用以得致一無鬼影雜訊之信號。

以下就本案較佳實施例方法之數學推導進行說明：

假設 QAM 符碼信號以下列方式表示：

$$(a) \quad Z[n] = X[n] + iY[n]$$

$Z[n]$ ：QAM符號信號  
 $X[n]$ ：QAM實部符碼信號  
 $Y[n]$ ：QAM虛部符碼信號

## 五、發明說明 ( 13 )

(b) 經過加入引導信號(pilot signal)後，得

$$Z_p[n] = X_p[n] + iY_p[n] \quad n = 16m + l \quad 1 \leq l \leq 15$$

其中  $m$ ：代表符碼數

$l$ ：代表符碼位置

(c) 經過快速富利葉反轉換(IFFT)轉換後，得

$$z_p[n + Nt] = \text{IFFT}\{Z_p[n + Nt]\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_p[k + Nt] \times w^{-nk}$$

其中  $N$ ：FFT轉換長度

$$W = e^{-j2\pi p/N}$$

(d) 加入保護期間(guard interval)後，得 ( 假設 guard interval/useful symbol duration=1/8 )

$$z_g[n] = \begin{cases} z_p[mN + l - 1024], & n = mT + l, 1024 \leq l \leq T \\ 0, & n = m + l, 0 \leq T < 1024, m \in Z, T = 9216 \end{cases}$$

(e) 經多路徑干擾(Multipath Channel)作用後，得

$$z_m[n] = z_g[n] + \alpha z_g[n - \tau]$$

其中  $\alpha$  為鬼影振幅強度係數

$\tau$  為鬼影延遲時間長度

再加上一般雜訊後，得

$$r_m[n] = z_m[n] + N[n], \quad N[n] = \text{一般雜訊}$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線



## 五、發明說明(14)

(f) 在接收端去掉保護期間(guard interval)部分後得致  $r_p[n]$  信號，而

$$r_p[n] = r_m[mT + l + 1024] \quad 0 \leq l < N$$

(g)  $r_p[n]$  經過 FFT 之後，得

$$R_p[n + Nt] = \sum_{k=0}^{N-1} r_p[k + Nt] W^{nk}$$

$$\text{其中 } w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}, \quad t \in Z$$

(h) 經過解多工之信號分離後，符碼信號分離為引導波符碼信號(pilot symbol)以及數據符碼信號(useful data symbol)，

$$R_p[n] = P[n] + R_D[n] \quad n = 16m + l \quad m \in Z$$

$$l \in Z$$

其中  $P[n]$  為引導波符碼信號

$R_D[n]$  為數據符碼信號

$$P[n] = R_p[16m + l] \Big|_{l=0} \quad m \in Z$$

$$R_D[n] = R_p[16m + l] \quad m \in Z, 1 \leq l \leq 15$$

$$\begin{aligned} P[n] = R_p[16m + l] \Big|_{l=0} &= \sum_{k=0}^{N-1} r_p[k] \times w^{16mk} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \{z_m[k] + N[k]\} w^{16mk} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \{z_g[k] + \alpha z_g[k - \tau] + N[k]\} w^{16mk} \\ &= Z_p[16m] + \alpha w^{16m\tau} \times Z_p[16m] + N[16k] \\ &\quad (\text{令 } k' = k - \tau, \quad k = k' + \tau) \end{aligned}$$

由於本發明案之較佳實施例中引導信號之形式係

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(15)

採用推進功率引導信號(boosted power pilot)，  
即

$$\begin{aligned} Z_p[n] &= A + j0 \quad A \geq \text{符碼振幅絕對值} \\ P[n] &= Z[16m] + \alpha w^{16m\tau} Z_p[16m] + \text{Noise} \\ &= (A + j0) + \alpha \left( \cos \frac{32\pi m\tau}{N} + j \sin \frac{32\pi m\tau}{N} \right) (A + j0) + \text{Noise} \\ &= (A + j0) + \alpha A \left( \cos \frac{32\pi m\tau}{N} + j \sin \frac{32\pi m\tau}{N} \right) + \text{Noise} \\ &= \left[ A \left( 1 + \alpha \cos \frac{32\pi m\tau}{N} \right) + j \alpha A \sin \frac{32\pi m\tau}{N} \right] + \text{Noise} \end{aligned}$$

取其虛部，用低通濾波器去掉雜訊(Noise)後可得一  
弦波： $\alpha A \sin \frac{32\pi m\tau}{N}$ ，將此弦波轉成方波即可容易計算出延  
遲長度 $\tau$ 。

而一般的鬼影為一個較明顯，少有超過兩個以上強度  
皆為很強之鬼影。若有兩個明顯鬼影可分別由實部與虛部  
配合不同頻帶之濾波器分別取出不一樣的延遲長度。

若有兩個以上的鬼影時， $z_m[n] = z_g[n] + \alpha_1 z_g[n - \tau_1] + \alpha_2 z_g[n - \tau_2] + \alpha_3 z_g[n - \tau_3] + \alpha_4 z_g[n - \tau_4] + \alpha_5 z_g[n - \tau_5]$

其中： $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$  為鬼影振幅強度，而 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5$  為鬼影延遲長度，在接收端經過 FFT 轉換後產生

$\frac{32\pi m\tau_1}{N}, \frac{32\pi m\tau_2}{N}, \frac{32\pi m\tau_3}{N}, \frac{32\pi m\tau_4}{N}, \frac{32\pi m\tau_5}{N}$  等不同頻率的載  
波，因此，可以應用不同頻段之帶通濾波器組 (band-pass filter bank) 將不同頻段之鬼影一一偵測出來。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(16)

本案較佳實施例係採用 1/16 通道容量(channel capacity)或 1/8 通道容量(channel capacity)的推進功率引導信號(boosted power pilot)，因此使系統的傳輸容量更為提升。而由於推進功率引導信號(boosted power pilot)經快速富利葉反轉換(IFFT)轉換累加後，使得在時域上(time domain)之引導信號振幅增加數十倍如第五圖所示，比一般的信號大很多，因此，在時域上因多路徑造成的鬼影係格外明顯。由於上述現象之特性，本發明之較佳實施例係利用鬼影信號延遲偵測器 411(ghost delay detector)與鬼影信號振幅分析器 412(ghost Amplitude Analyzer)來精確測出鬼影延遲的長度與鬼影大小，將上述兩項參數提供反制鬼影電路 413(de-ghost processor)，進而克服多路徑干擾造成的衰落現象。

多路徑干擾(鬼影)校正原理在時域上延遲轉換到頻域上，從數學分析推導可得引導信號波外加一弦波信號如下式表示：

$$R_p[n] = Z_p[n] + \alpha_1 \omega^{+m_1} Z_p[n] + \alpha_2 \omega^{+m_2} Z_p[n] + \alpha_3 \omega^{+m_3} Z_p[n]$$

其中： $\omega = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ ，N 為 FFT 轉換長度

$R_p[n]$ ：接收端引導信號

$Z_p[n]$ ：原有引導信號

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ：(鬼影)信號大小

$\tau_1, \tau_2, \tau_3$ ：(鬼影)信號延遲長度

## 五、發明說明(17)

鬼影信號延遲偵測器 414 即是利用弦波與延遲長度有一線性關係，請參見下列表一所示，其為電腦模擬得到的弦波個數與延遲長度之間的關係。而由表一可得下列關係式：

$$\text{弦波數目} = (\text{延遲長度}) \times (\text{FFT 轉換次數})$$

表一

N=8192 (8K/FFT) run 20,000 samples 延遲長度與附加載波頻率之關係

引導信號數/資訊量比		$\frac{1}{8}$		$\frac{1}{16}$	
FFT 轉換次數		3		3	
保護區期 = $\frac{\Delta}{T_U} = \frac{\Delta}{8192T}$		$\frac{1}{4}(\Delta = 2048T)$	$\frac{1}{8}(\Delta = 1024T)$	$\frac{1}{4}(\Delta = 2048T)$	$\frac{1}{8}(\Delta = 1024T)$
鬼影延遲長度 (鬼影強度 $\alpha = 0.5012(-3\text{dB})$ )	Z=-25	75	75	75	75
	Z=-50	150	150	150	150
	Z=-75	225	225	225	225
	Z=-100	300	300	300	300
	Z=-125	375	375	375	375
	Z=-150	450	450	450	450
	Z=-175	525	525	525	525
	Z=-200	600	600	600	600

## 五、發明說明(18)

根據上式吾人便利用計算弦波個數進而推得延遲之長度。再請參考第六圖之所示，其為鬼影信號延遲偵測器 411、鬼影信號振幅分析器 412 之內部功能方塊示意圖，其中鬼影信號延遲偵測器 411 便是由一濾波器 4111、弦波數目偵測器 4112 以及計算器 4113 所構成，由於在時域上所呈現出時間延遲之鬼影信號轉換到頻域上將變成另一附加載波信號，而此載波信號頻率與鬼影信號的延遲時間長度成正比，因此利用濾波器 4111 將鬼影信號所造成之該附加載波信號取出，再利用弦波數目偵測器 4112 將組成該附加載波信號之弦波數目測出，再利用計算器 4113 加以運算，便可精確求得延遲時間長度。

另外，消除鬼影之干擾，除了要知道延遲長度外，還須知道鬼影強度大小。偵測鬼影強度大小可依鬼影信號延遲偵測器 411 所提供延遲時間長度來確定鬼影位置，進而量測出鬼影振幅強度係數，並可將數個同樣延遲長度的鬼影大小相加，除以相對應的引導波之總和。如下式所示：

$$\text{鬼影振幅強度係數} = \frac{\sum_i \text{同樣延遲長度的鬼影大小}}{\sum_i \text{相對應的引導波之大小}}$$

其中  $i$  表示引導波及其鬼影被計算的成對數。取多少對來計算可取決鬼影性而定，假如是動態鬼影，像是行動

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(19)

接收延遲短且鬼影強，可取較少對(即  $i$  較小)即可快速決定鬼影的延遲與大小，快速校正；若是一般電視用戶的靜態鬼影，延遲較長而且鬼影較弱，可取較多對(即  $i$  較大)，可精確計算鬼影大小。再請參見第六圖，其中之鬼影信號振幅分析器 412 即利用上述觀念進行鬼影振幅強度係數  $\alpha$  之偵測分析，其係由第一信號強度偵測器 4121、第一加法器 4122、除法器 4123、可變延遲元件 4124、第二信號強度偵測器 4125、第二加法器 4126 所構成。由於引導信號(pilot signal)經正交分頻多工調變器 404 所進行快速富利葉反轉換(IFFT)轉換累加後，在時域上 (time domain) 之振幅增加數十倍如第五圖所示，比一般的信號大很多，因此，在時域上因多路徑造成的鬼影格外明顯，故第一信號強度偵測器 4121 係用以偵測降頻裝置 407 所輸出之  $r_m[n]$  信號中所具之複數個引導信號(pilot signal)之強度大小並以第一加法器 4122 進行累加而得一第一累加值，而可變延遲元件 4124 根據鬼影信號延遲偵測器 411 所提供之因引導信號(pilot signal)所造成之鬼影信號之延遲時間長度而定出該鬼影位置，進而控制第二信號強度偵測器 4125 量測該鬼影強度大小，再以第二加法器 4126 將相對應複數個同樣延遲長度鬼影信號之強度大小進行累加而得一第二累加值，利用除法器 4123 進行該第二累加值與該第一累加值之相除，進而獲得一鬼影振幅強度係數  $\alpha$ ，以提供反制鬼影電路 413(de-ghost processor)校正處理之依據。

(請先閱讀背面之注意事項再填本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(20)

利用偵測所得之鬼影延遲時間長度及鬼影振幅強度係數等資訊，應用可調延遲元件及乘法器等元見所完成之反制鬼影電路 413，製造出如下列類似各鬼影延遲時間長度與振幅之信號：

$$\alpha A e^{-j\tau T} + (\alpha A)^2 e^{-2j\tau T}$$

$\tau$ ：鬼影延遲長度  
 $\alpha$ ：鬼影大小

再以混波器裝置與原來信號  $A + \alpha A e^{-j\tau T}$  相減後得致一去除鬼影之信號  $A - (\alpha A)^2 e^{-2j\tau T}$ 。如此便可完成進而去除鬼影現象之功效。

再請詳細參見第七圖，其係反制鬼影電路 413 之細部功能方塊圖，其係由一可調延遲元件 4131、一可調乘法器 4132 以及一混波器 4133 所完成，可調延遲元件 4131 係根據偵測所得之延遲時間長度  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ ，而可調乘法器 4132 則根據計算所得之鬼影振幅強度係數  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  等資訊，利用混波器 4133 製造出類似各鬼影延遲時間長度與振幅之信號與降頻裝置 407 所輸出之  $r_m[n]$  信號相減，進而去除鬼影現象。

於是，應用本案較佳實施例之 COFDM 系統接收端，於接收信號降頻並濾雜訊後，先經本案較佳實施例中鬼影偵測反制電路，去掉接收端並非所要的鬼影信號，然後再經保護期間移除器 414 去除該保護期間(guard interval)後，由正交分頻多工解調變器 415(OFDM

(請先閱讀背面之注意事項再填為本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(2/)

Demodulator)進行快速富利葉轉換(FFT)以轉為頻域信號，再經訊框信號分離器 416(Frame demultiplexer)分離掉引導信號(pilot signal)後再經正交振幅調變符碼限制器 417(QAM symbol slicer)得致真正所傳輸之數位符碼信號，而後再經解碼器 418(decoder)之通道解碼處理後，便可得致一已去除鬼影以及一般雜訊之音／視訊信號。

綜合上述，本案利用降頻信號先經過去鬼影的處理步驟，其鬼影延遲長度與通道中鬼影長度相同，而且大小也一樣。經過此項處理後，只剩下真正信號與一般隨機的白雜訊。由於正交多載波轉換且有展頻效果，可將雜訊干擾的錯誤打散，再由通道編碼(例如：convolution 碼、TCM 碼、R-S 碼)配合交錯(interleaving)技術，即可更正錯誤符碼，大大提昇傳輸的通信品質。故本發明可針對習知技術之缺點進行改善，每經過一次快速富利葉轉換(FFT)即更新一次通道狀態校正。不但不會產生錯誤傳遞，同時對於動態鬼影現象與行動接收提出快速準確的等化技術，快速準確地判斷出鬼影位置並予以消除，徹底改進習知最小均方演算法(LMS)漸近收斂方式之缺失，本案尚可應用在目前數位音訊廣播(Digital Audio Broadcasting, DAB)系統，或是歐規數位視訊地面廣播(Digital Video Broadcasting, DVB-T)系統或是雙絞線多載波 ADSL/XDSL 中 Multi-Tone 傳輸系統等系統中。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線



## 五、發明說明(22)

本案得由熟悉本技藝之人士任施匠思而為諸般修飾，  
然皆不脫如附申請專利範圍所欲保護者。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

1. 一種克服多路徑干擾之方法，其係應用於使用引導信號技術之一多載波數位調變-解調變系統上，一欲傳送資料經該多載波數位調變程序後傳送出去，該克服多路徑干擾方法包含下列步驟：

(a) 接收經多路徑干擾作用後所形成之一受干擾信號；

(b) 將該受干擾信號經一第一運算程序，處理分離成一受干擾引導信號與一受干擾欲傳送資料信號；

(c) 該受干擾引導信號中包含有因多路徑干擾所造成一引導鬼影信號，經過一第二運算程序，用以計算出該引導鬼影信號之弦波頻率與引導信號之載波頻率間之一比例，用以得致一延遲時間長度；

(d) 運用該延遲時間長度以確定該引導鬼影信號之位置後測出該引導鬼影信號之振幅強度後，除以該相對應引導信號之振幅強度以得致一鬼影振幅強度係數；

(e) 根據該延遲時間長度與該鬼影振幅強度係數而產生一反鬼影信號後混入該受干擾信號以消除其中因多路徑干擾所造成之該鬼影信號，用以得致一已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號；以及

(f) 將該已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號進行解調變動作，用以得回該欲傳送資料。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之克服多路徑干擾之方法，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

其所應用於使用引導信號技術之該多載波數位調變-解調變方法係為使用引導信號以及保護期間技術之一編碼正交分頻多工調變-解調變方法。

3. 如申請專利範圍第 2 項所述之克服多路徑干擾之方法，其中該第一運算程序包含下列步驟：

(b1) 將該受干擾信號去除其保護期間後進行一快速富利葉轉換，用以得致一受干擾符碼信號；以及

(b2) 以解多工方式，將該受干擾符碼信號分離為該受干擾引導信號與該受干擾欲傳送資料信號。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述之克服多路徑干擾之方法，其中該第二運算程序係為：以載波頻率除以該鬼影信號之弦波頻率所得之值，做為該鬼影信號之該延遲時間長度。

5. 一種克服多路徑干擾裝置，其係應用於使用引導信號技術之一多載波數位調變-解調變系統之接收端，該接收端係用以接收經多路徑干擾作用後所形成之一受干擾信號並將其處理分離成一受干擾引導信號與一受干擾欲傳送資料信號，該克服多路徑干擾裝置包含：

一鬼影信號延遲偵測器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統之接收端，其係用以計算出該受干擾引導信號中所包含之一引導鬼影信號之弦波頻率與引導信號之載波頻率間之一比例，用以得致一延遲時間長度；

一鬼影信號振幅分析器，電連接於該多載波數位調

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

變-解調變系統接收端與該鬼影信號延遲偵測器，其係用以根據該受干擾信號與該延遲時間長度來分析出一鬼影振幅強度係數；以及

一反制鬼影電路，電連接於該鬼影信號振幅分析器、該鬼影信號延遲偵測器以及該多載波數位調變解調變系統接收端，其係根據該延遲時間長度與該鬼影振幅強度係數來製造出一類似鬼影信號延遲時間長度與振幅之一信號，而以該信號與該受干擾信號相減而得致一已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號。

6.如申請專利範圍第5項所述之克服多路徑干擾裝置，其中該鬼影信號延遲偵測器係包含：

一濾波器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統之接收端，其係用以將該受干擾引導信號中所包含之該引導鬼影信號取出；

一弦波數目偵測器，電連接於該濾波器，其係用以將組成該引導鬼影信號之弦波數目測出；以及

一計算器，電連接於該弦波數目偵測器波數位調變-解調變系統之接收端，其係以下列關係式：弦波數目＝延遲時間長度×快速富利葉轉換次數，求出該延遲時間長度。

7.如申請專利範圍第6項所述之克服多路徑干擾裝置，其中該鬼影信號振幅分析器包含：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

一第一信號強度偵測器，電連接於該多載波數位調變-解調變系統接收端，其係用以偵測出該受干擾信號中所具之複數個引導信號之強度；

一第一加法器，電連接於該第一信號強度偵測器，其係用以將該第一信號強度偵測器所偵測出之該等引導信號強度進行累加，而得一第一累加值；

一可變延遲元件，電連接於該計算器與該多載波數位調變-解調變系統接收端，其係根據該延遲時間長度，用以定出該受干擾信號中該引導鬼影信號之位置；

一第二信號強度偵測器，電連接於該可變延遲元件，其係用以測量出已定下位置之該引導鬼影信號之強度大小；

一第二加法器，電連接於該第二信號強度偵測器，其係用以將該第二信號強度偵測器所偵測出之該引導鬼影信號強度進行累加，而得一第二累加值；以及

一除法器，電連接於該第一加法器與該第二加法器，其係用以進行該第二累加值與該第一累加值之相除，進而得致該鬼影振幅強度係數。

8.如申請專利範圍第7項所述之克服多路徑干擾裝置，其中該反制鬼影電路係包含：

一可調延遲元件，電連接於該計算器與該多載波數位調變解調變系統接收端，其係用以根據該延遲時間長度來

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

製造出類似鬼影信號延遲時間長度之該信號；

一可調乘法器，電連接於該除法器與該可調延遲元件，其係用以將類似鬼影信號延遲時間長度之該信號，再根據該鬼影振幅強度係數以製造出類似鬼影信號振幅之該信號；以及

一混波器，電連接於該可調乘法器與該多載波數位調變解調變系統接收端，其係以該信號與該受干擾信號相減而得致一已克服多路徑干擾之多載波數位調變信號後輸出。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

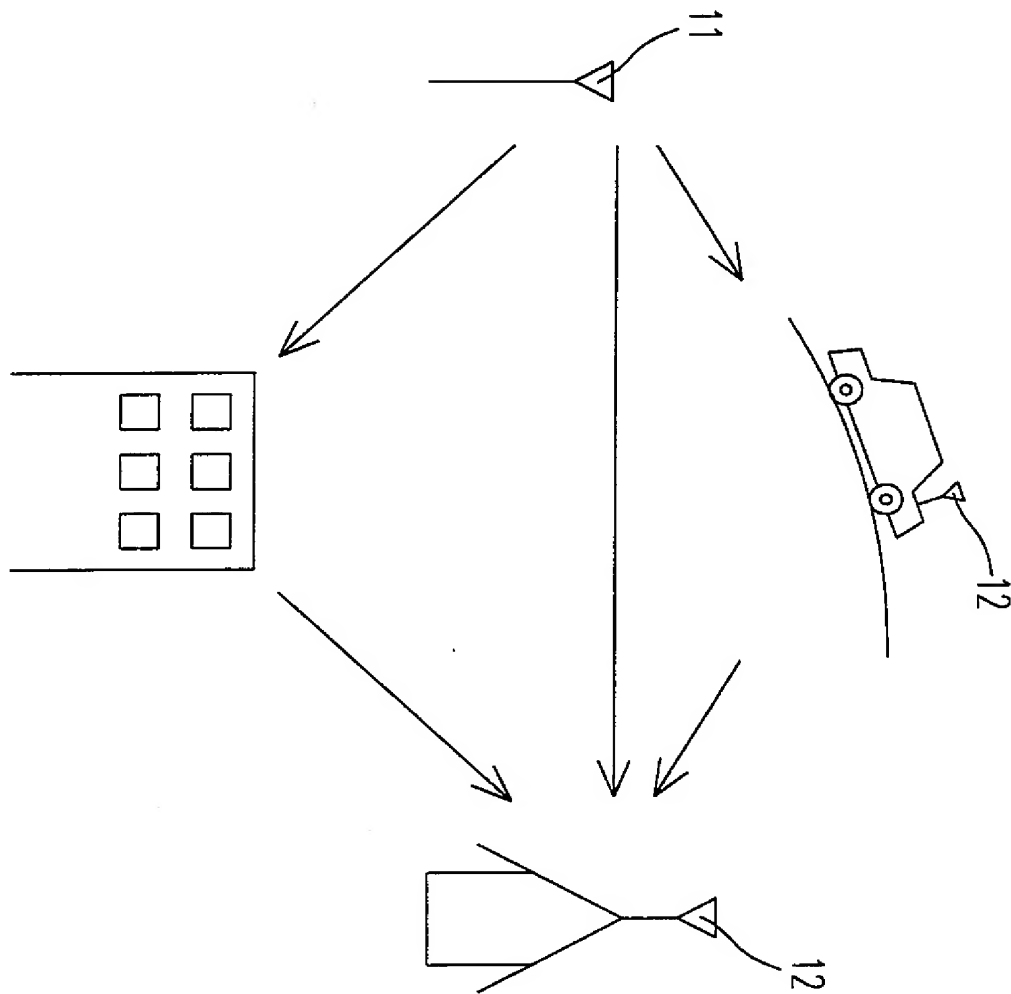
裝

訂

線

圖式

第一圖



(請先閱讀背面之注意事項再行繪製)

裝

訂

線

(請先閱讀背面之注意事項再行製)

裝

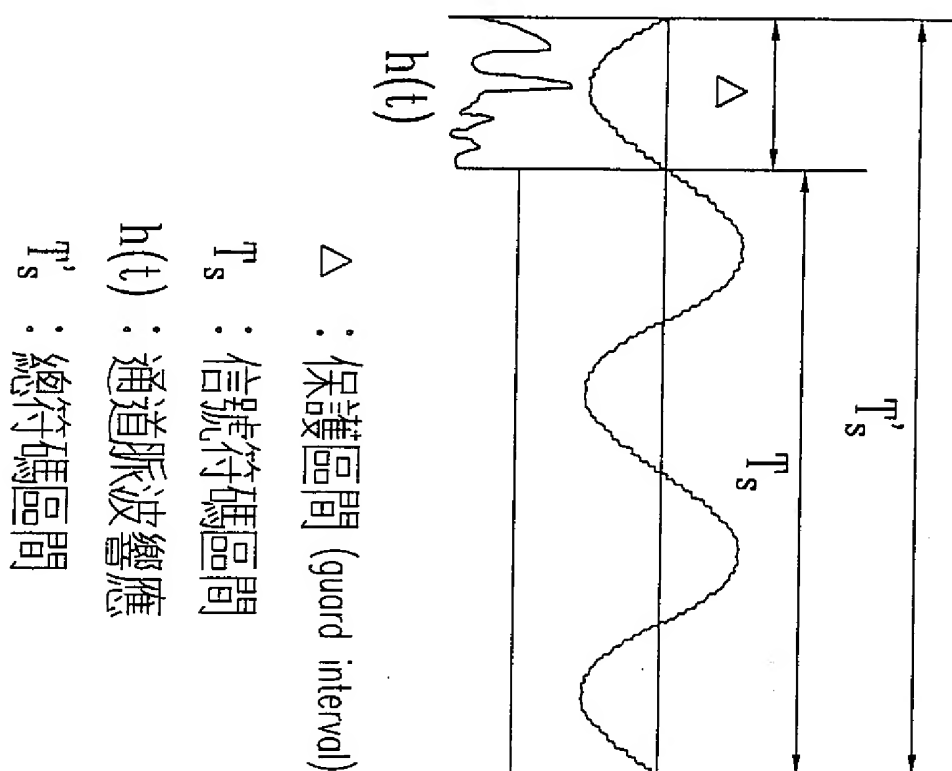
訂

線

A9  
B9  
C9  
D9

421928 J

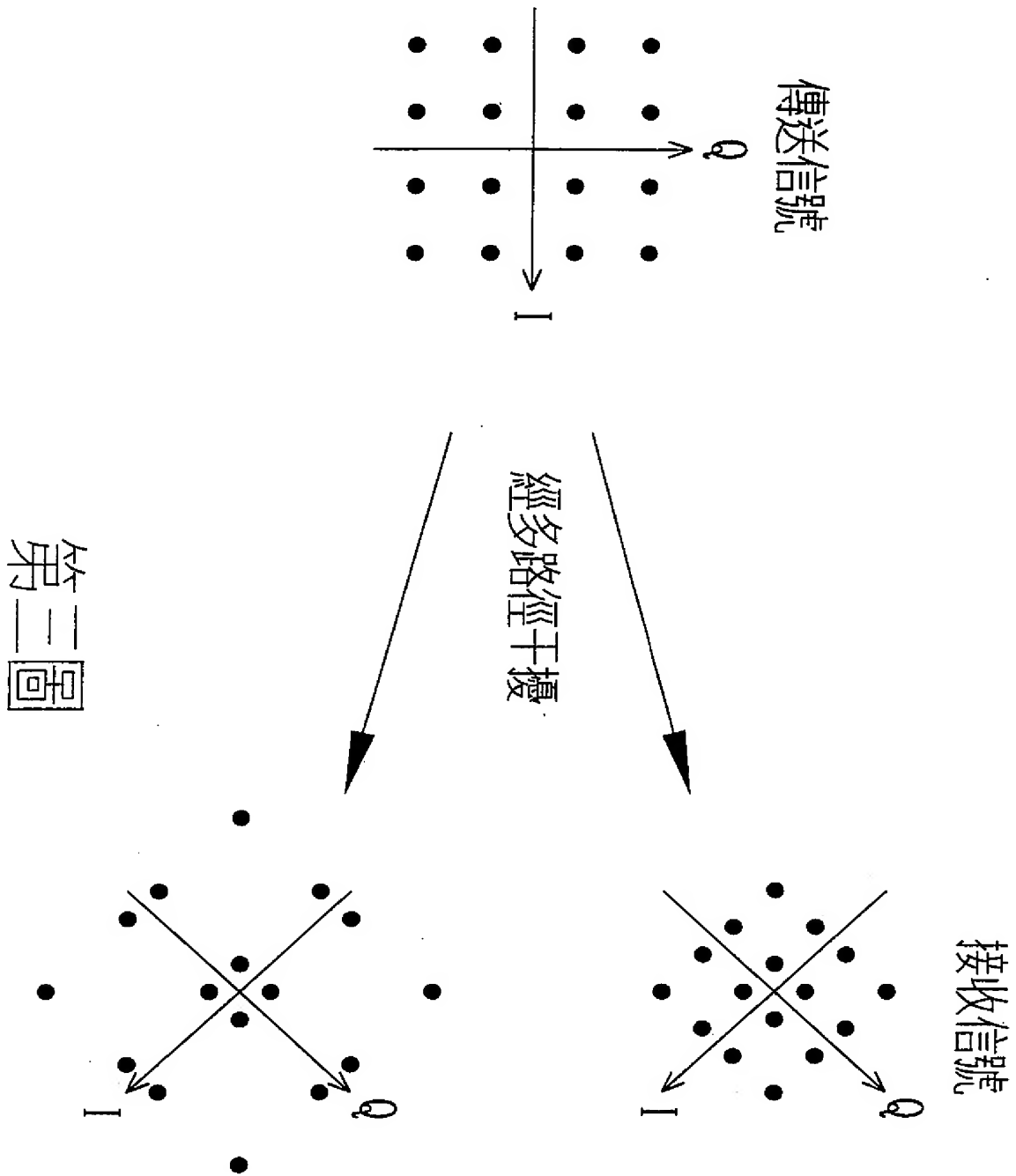
圖式



第二圖



圖式



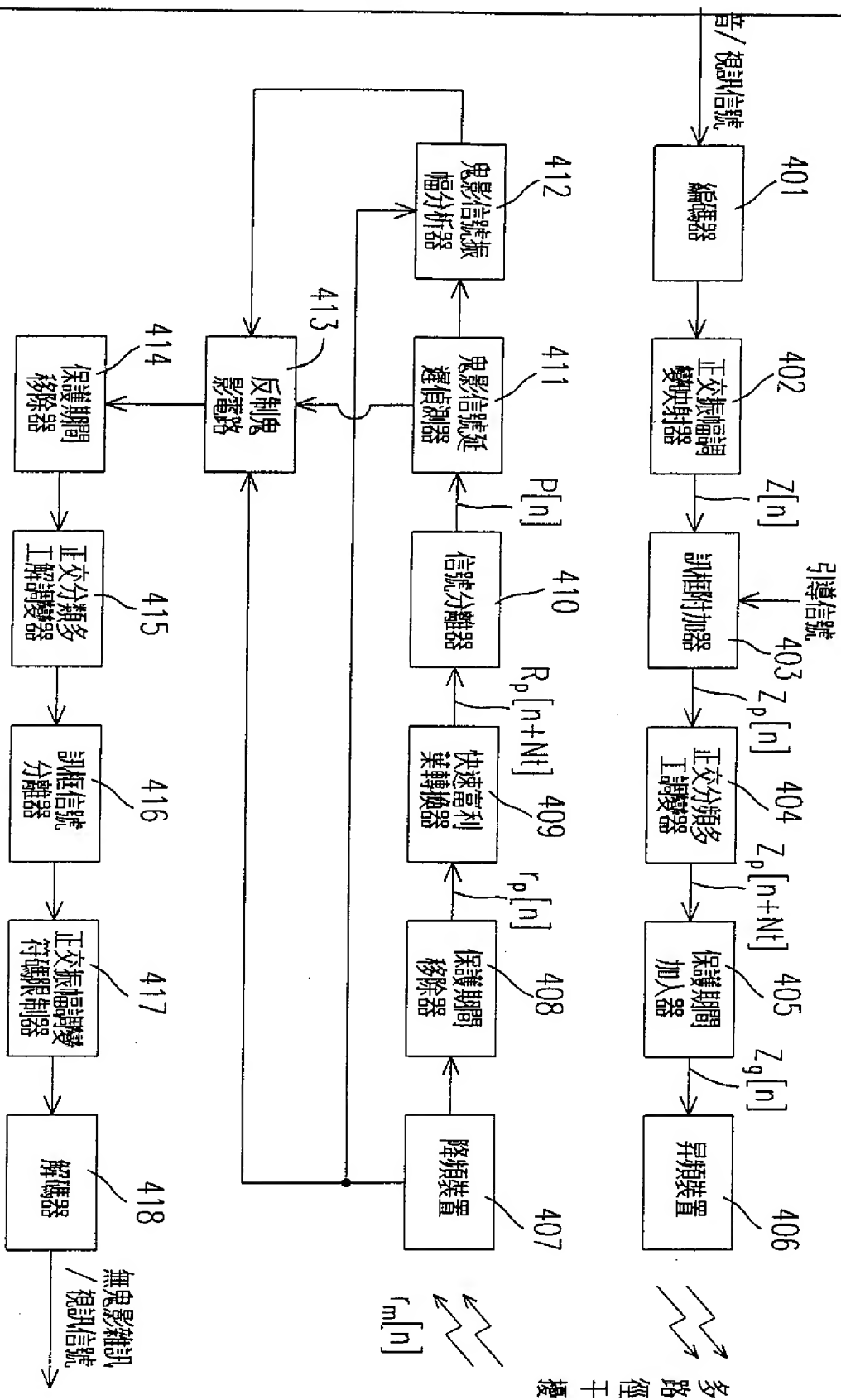
(請先閱讀背面之注意事項再行繪製)

裝

訂

線

(請先閱讀背面之注意事項再行繪製)



A9  
B9  
C9  
D9

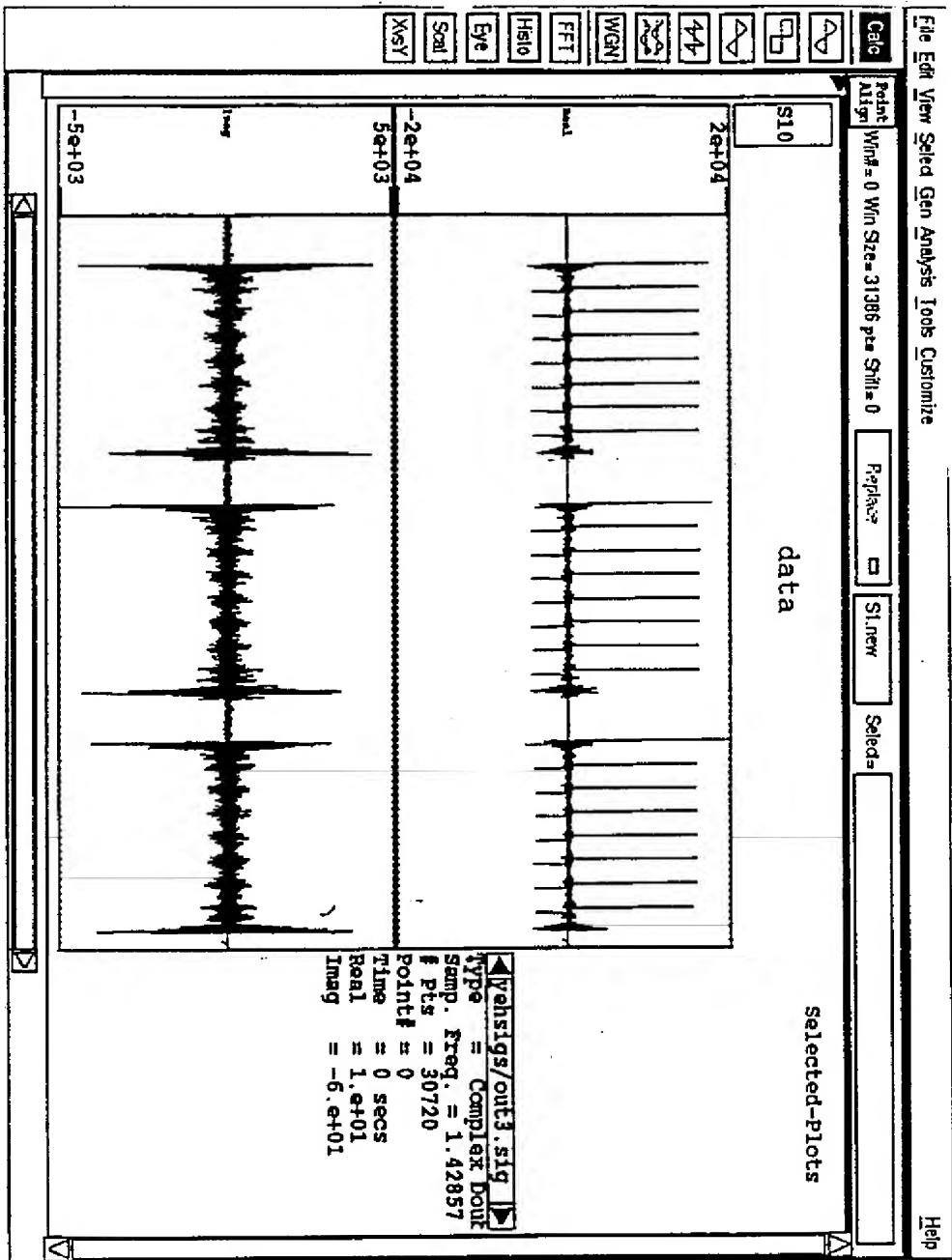
裝

訂

線

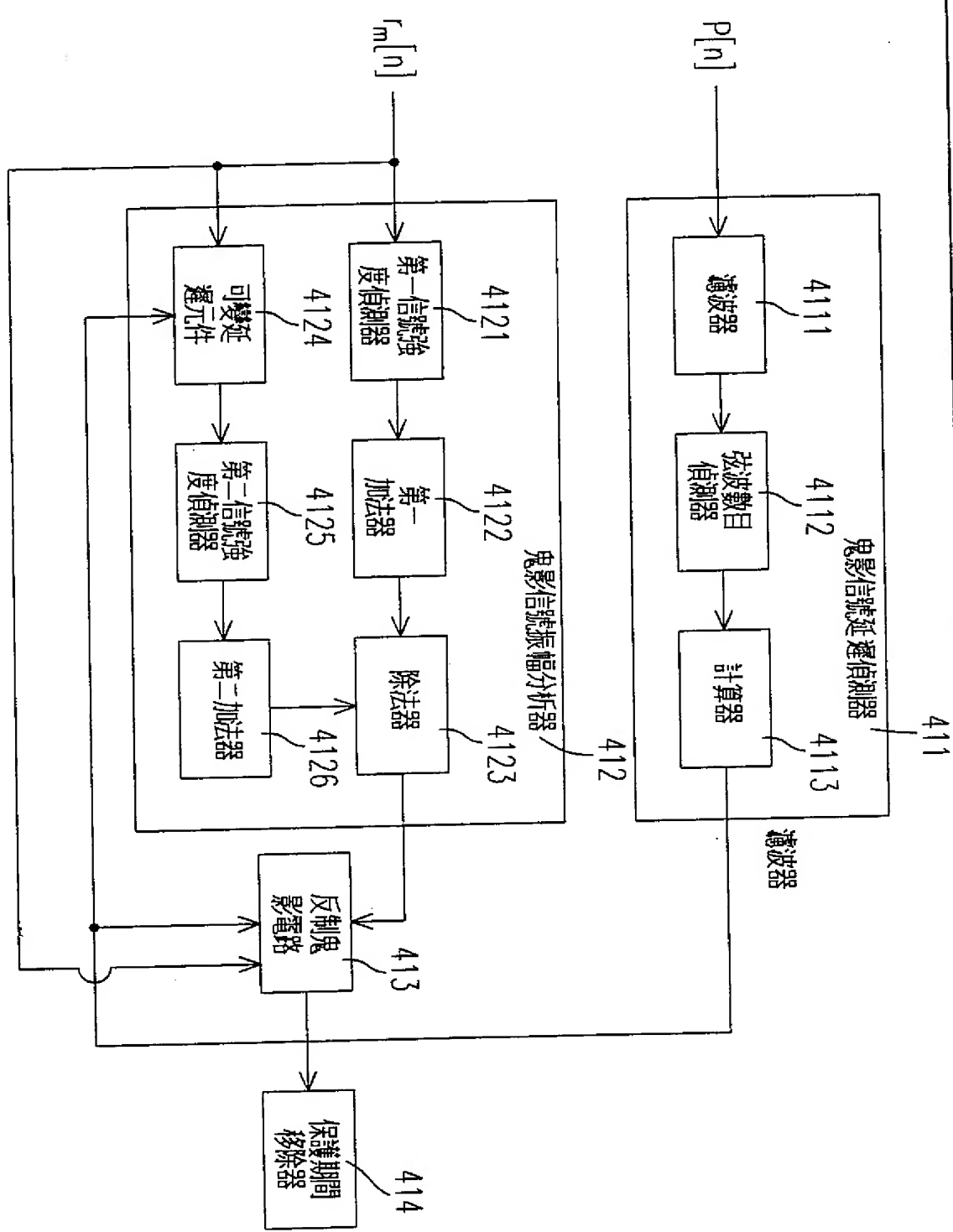
(請先閱讀背面之注意事項再製)

4 2 7 9 2 8 圖式



第五圖

(請先閱讀背面之注意事項再行繪製)



圖式

第六圖

421 92

A9  
B9  
C9  
D9

(請先閱讀背面之注意事項再行製)

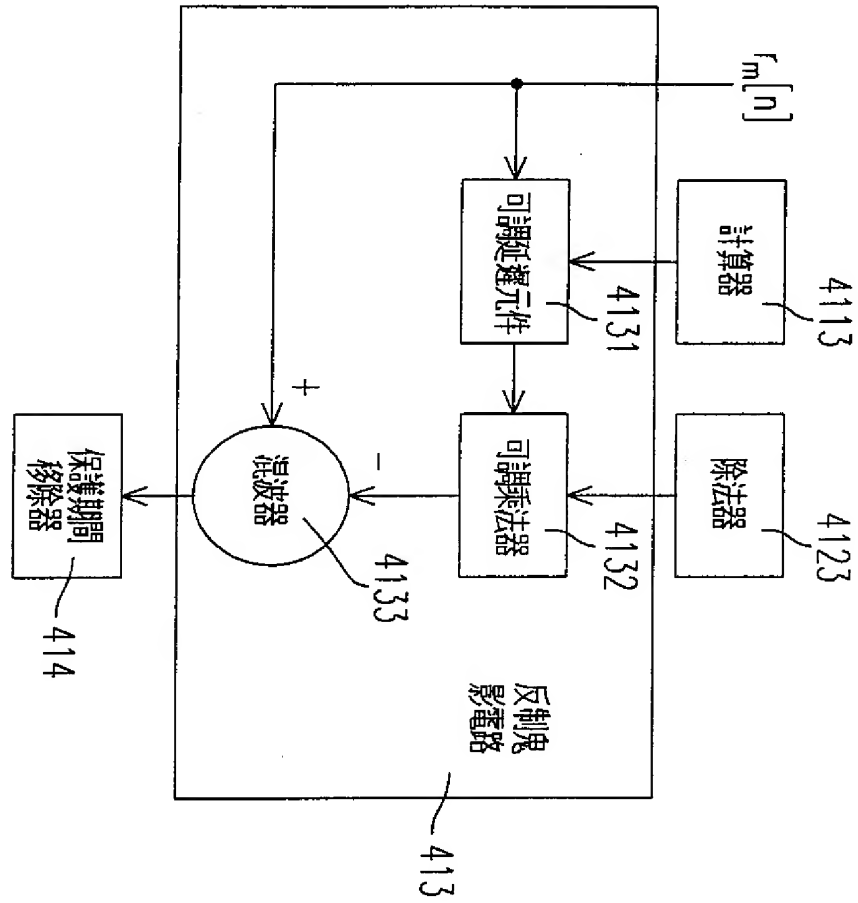
裝

訂

線

A9  
B9  
C9  
D9

圖式



第七圖